6 光デバイス技術

6 Photonic Device Technologies

6-1 10 GHz 帯共振型光変調器の開発

6-1 Resonant type optical modulators for 10GHz band

川西哲也 及川 哲 日隈 薫 松尾善郎 井筒雅之 Tetsuya KAWANISHI, Satoshi OIKAWA, Kaoru HIGUMA, Yoshiro MATSUO and Masayuki IZUTSU

要旨

近年、無線周波数資源の開拓のため、無線通信と光通信を組み合わせた光電波融合通信システムの研究が行われている。この通信システムでは、小型で、高い変調効率を持つ光変調器が必要とされている。 これに対し、我々は電気回路の共振を利用して変調効率を高める共振型光変調器の研究開発を進めている。 る。今回、従来と比べ、単純な平面構造で、高い変調効率を持つ共振型光変調器を提案する。本設計に 基づき試作を行った結果、10GHzの変調周波数において、変調電極が3.25mmと小型ながら、規格化誘 導位相量3.41、半波長電圧13.7Vと高い変調効率を持つ光変調器を示すことができた。

For band-type operations such as radio-on-fiber systems, effective optical modulation can be obtained by using resonant structures. In this paper, we propose a resonant-type optical modulator consisting of a simple planar structure, whose modulation efficiency is larger than that of conventional modulators. The normalized induced phase of the fabricated modulator has a peak of 3.41 at 10GHz, and the half wave voltage is 13.7V, while the length of the modulating electrode is 3.25mm.

[キーワード] 光変調器, 共振現象, インピーダンス, 光ファイバー, 無線通信 Optical modulator, Resonance, Impedance, Optical fiber, Radio communication

1 序言

近年、携帯電話、PHSといった移動体通信の 爆発的な普及により無線通信用周波数が不足し てきており、周波数資源を開拓する必要性に迫 られている。その解決手段として、ミリ波帯を 利用した無線通信と、光ファイバを利用した光 通信を組み合わせた光電波融合通信システムの 研究が行われている[1]。これは、ミリ波帯の伝 搬損失が大きいことを利用して、一つの通信エ リアを小さくし、近くの通信エリアに同一の周 波数を割り当て、無線通信周波数の有効利用を 図り、基地局間などのポイント間通信には無線 信号を光信号に変換し、広帯域で低損失な光フ ァイバにより伝搬する通信システムである。つ まり、分配性・移動性に優れた無線通信の特徴 と、広帯域で低損失な光ファイバ通信の特徴を 併せ持つ、と同時に無線周波数の有効利用が図 られる通信システムである。このような通信は 携帯電話などの屋外通信のみならず、コンピュ ータの無線LAN など屋内通信にも適用されている。

このような光電波融合通信システムにおいて、 光変調器は小型で高効率な特性が要求される。 しかし、多くの光通信システムではディジタル 変調のため、光変調器には広帯域な光応答特性 が要求されており、光電波融合通信に要求され る特性とは異なっている。この要求に応えるた め、我々は電気の共振を利用して、小型で、高 い変調効率を持つ共振型光変調器の開発を進め てきた。その最初の成果として、60GHz帯で動 作する共振型光変調器について報告を行った[2] [3]。これは、変調電極を開放端、長さを λ/2 近 辺として、電極上に定在波を立てることにより 高効率な変調を行っていた。だたし、変調電極 の長さを λ/2にすると、給電点から見たインピ ーダンスが低くなるため、変調電極上の電圧振 幅が大きくならない。そのため、変調周波数に おいて給電電極から見たインピーダンスを50Ω に整合させる、インピーダンス整合回路を付加 していた。最初の提案では、このインピーダン ス整合回路としてパッチ型キャパシタンスで構 成し、高効率な変調を行っていた。しかし、パ ッチ型キャパシタンスに、複数の膜を成膜する 必要があるため製作手順が多くなること、立体 構造であるため特性にばらつきがあることなど の問題があった。

これを解決するため、インピーダンス整合用 回路をパッチ型キャパシタンスから、平面構造 のスタブへ改良した提案を行った[4]。このスタ ブ構造では、変調電極と同時にスタブも形成で きるため追加の製作手順が不要であること、ま た、平面構造なので特性のばらつきが小さいこ と、さらに、特性のばらつきもスタブのトリミ ングにより吸収できることなどの特徴を有して いた。しかし、スタブを給電電極の反対側に付 加しているため、光変調器のサイズが大きくな る、変調電極がCPW構造となるため変調効率が 劣化するなどの問題が生じていた。

今回、前スタブ電極の問題点を解決した平面 構造であって、小型で、高い変調効率を持つ共 振型光変調器を提案する。また、構造だけでは なく、変調周波数において50Ωに整合するとい う設計方法を見直し、新たな設計方法[5][6][7]を 提案し、この試作結果について報告する。

2 回路構成と誘導位相量

図1、2に、今回提案する光変調器の概略図を 示す。z-cut LiNbO₃基板上に、マッハツェンダー (Mach Zehnder: MZ)型光導波路と、電極から 構成される。そのうち、電極は変調電極とスタ ブから構成されている。変調電極は光との相互 作用をする電極であり、変調効率を高めるため ACPW (Asymmetric CPW, Asymmetric Co-planar Waveguide)構造をとる。この構造により、 CPW 構造に比べ導体損が低い、また光導波路へ の電界効率が高いという利点があり、CPW 構造 よりも変調効率が高くなる。また、スタブは変 調電極と並列共振を生じさせるために構成され、 給電電極と変調電極の接続から斜めにのびてい る。

変調電極とスタブをこの構造にすることで、 立体構造のパッチ型キャパシタンスで生じた問 題を平面回路とすることで解決し、さらに、従 来のスタブを用いた光変調器の問題点も、スタ ブを給電電極側に付加することで解決している。





図3に今回提案する光変調器の等価回路を示 す。変調電極は開放端、短絡端でも適用できる ようにZtで表している。つまり、変調電極端開 放の場合 $Z_t = \infty$ 、短絡の場合 $Z_t = 0$ となる。



さて、図3の等価回路を用いて、この光変調器 の特性を算出する。給電電極を共振電極の中心 に接続するため、給電電極から見た変調電極と スタブは、左右対称となる。最初に、片側の変 調電極とスタブ電極からなる並列回路のインピ ーダンス Z_Lを求める。

$$Z_{L} = \begin{cases} \frac{Z_{m0}Z_{s0} \operatorname{coth} \gamma_{1}x_{m} \tanh \gamma_{2}x_{s}}{Z_{m0} \operatorname{coth} \gamma_{1}x_{m} + Z_{s0} \tanh \gamma_{2}x_{s}} & (Z_{t} = \infty) \cdots (1) \\ \frac{Z_{m0}Z_{s0} \tanh \gamma_{1}x_{m} \tanh \gamma_{2}x_{s}}{Z_{m0} \operatorname{coth} \gamma_{1}x_{m} + Z_{s0} \tanh \gamma_{2}x_{s}} & (Z_{t} = 0) \cdots (2) \end{cases}$$

ここで*Z_{m0}、 y_m、 x_mはそれぞれ変調電極の特性 インピーダンス、伝搬定数、長さを表す。同様 に、<i>Z_{s0}、 y_s、 x_sはそれぞれスタブ電極の場合を 表す。給電点から見た両側の変調電極とスタブ 電極の合成抵抗は、<i>Z_L*/2となる(図3矢印参照) ので、給電点での電圧透過率Tは次式で表せる。

$$T = \frac{2Z_L}{Z_L + 2Z_f} \qquad \cdots (3)$$

ここで Z_i は給電電極の特性インピーダンス(50 Ω) である。

変調周波数をf、給電電極からの入力電圧をV_{in} とすると、変調電極上の給電点から距離 x 離れた 点での電圧は

 $V(x_{f}) = \operatorname{Re}[TF(x)e^{2\pi f}] \qquad \cdots (4)$ $V(x_{f}) = V_{n}V(x_{f})$

で与えられる。ここで、*F*(*x*)は変調電極上の電 圧分布を表すもので、

$$F(x) \equiv \begin{cases} \frac{\cosh \gamma_m(x_m - x)}{\cosh \gamma_m x_m} & (Z_t = \infty) & \cdots (5) \\ \frac{\sinh \gamma_m(x_m - x)}{\sinh \gamma_m x_m} & (Z_t = 0) & \cdots (6) \end{cases}$$

$$\phi = \frac{\pi}{\lambda} n_o^3 r_{33} \left(\Gamma_2 - \Gamma_1 \right) L_1 \frac{V_{in}}{s} \frac{1}{L_1} \int_{-x_m}^{x_m} V(|x|, \frac{x}{c} n_o + t) dx$$
$$= \frac{\pi}{\lambda} n_o^3 r_{33} \left(\Gamma_2 - \Gamma_1 \right) L_1 \frac{V_{in}}{s} \Phi \cos(2\pi f t + \varphi) \qquad \cdots (7)$$

ここで、sは変調電極の電極間隔、r₃₃はポッケル ス係数 (30.8×10¹²m/V) [8]、λ は光の波長、L₁ ≡ 2xmは変調電極の長さ、n。は光導波路の屈折率で ある。 Γ_1 、 Γ_2 は2本の光導波路における、光の 電界と変調電極の電界の重なりを表す電界低減 係数であり、TEM 近似解析により算出した値は $\Gamma_2 - \Gamma_1 = 1.318$ である。また、 ϕ は単位長さあた りに誘起される位相量に相当し、ここでは規格 化誘導位相量と呼ぶ。この規格化誘導位相量は、 無損失な電極で、完全に速度整合が取れた進行 波型光変調器の場合に1となる。現実の電極には 損失が存在するため、進行波型光変調器では必 ず1より小さな値となる。共振型光変調器では共 振回路による電圧増大から1よりも大きな値を取 り得るため、この規格化誘導位相量は変調効率 の程度を表すと考えることができる。

3 設計方法

従来の設計方法では、給電電極から見たイン ピーダンスを、変調周波数において50Ωに整合 させるという設計指針で、変調電極の長さとパ ッチ型キャパシタンスの容量、またはスタブの 長さを変えていた。今回、規格化誘導位相量を 最大にするという設計指針で、変調電極とスタ ブの長さを変え設計を行った。 動作原理としては、変調電極上に大きな電圧 振幅を発生させることで変調効率を高くする。 そのために、変調電極とスタブを並列共振させ、 給電点でのインピーダンスを高くし、電圧透過 係数を大きくさせる。この動作原理に基づく設 計手順を示す。

- 変調周波数など用途に合わせてバッファ層 と電極の膜厚及び変調電極、スタブの構造 (開放端もしくは短絡端)を決める。
- 2)変調周波数における、変調電極とスタブの インピーダンスと伝搬定数を電磁界シミュ レータにより算出する。
- 3) 2)の算出結果であるインピーダンスと伝搬 定数を用いて、規格化誘導位相量 φ が最大 となる、電極長を決める。

以下、この手順に従って変調周波数10GHzの設 計例を示す。

なお、今回、電磁界シミュレータとしてはア ジレント社製HFSS ver.5.4を使用した。

光変調器の構成を図1に示す。バッファ層、電 極の膜厚をそれぞれ0.55 μ m、2 μ mで構成した。 変調電極は終端を開放端 ($Z_t = \infty$)とし、中心導体 の幅5 μ m、電極間隔27 μ mとした。これにより 10GHzにおける特性インピーダンス Z_{m0} =66.6 Ω 、 伝搬定数 γ_m =27.8+j740.6と計算された。スタブは 終端を短絡端とし、中心導体の幅50 μ m、電極間 隔27 μ mとした。中心導体は、電極の損失低減を 目的として変調電極よりも広くしている。スタ ブの10GHzにおける特性インピーダンス Z_{s0} =26.5 Ω 、伝搬定数 γ_s =17.64+j882.3と計算された。

これらの値を用いて、変調電極とスタブの長 さ x_m 、 x_s を変化させ、規格化誘導位相量 ϕ が最 大となる長さを算出した。その結果、 x_m =0.19 λ_m 、 x_s =0.12 λ_s (波長 λ_m 、 λ_s は変調電極とスタブの電 極上での波長)の組み合わせで最大となった。こ の時の変調電極上の電圧分布(変調周波数10GHz) を図4に示す。また、スタブ電極の効果を確認す るために、スタブなしの分布も併せて示す。ス タブありの場合、より大きな電圧が電極全体に 生じており、スタブ構造の有効性が確認できる。 また、同様に、スタブがある場合とない場合の 給電点から見たインピーダンスと電圧反射係数 を図5に示す。変調周波数である10GHz付近で はスタブありの場合に反射係数が小さく、イン ピーダンスが極大になっているが、スタブなし の場合、反射係数は0.9以上で、インピーダンス も小さくなっている。以上のことからも、スタ ブによる効果が確認できた。





図6に規格化誘導位相量の周波数特性を示す。 10GHzにおいて、規格化誘導位相量が極大となり、その値は2.34である。1を超えることのない進行波型光変調器と比較して、2倍以上変調効率が高くなっていることが分かる。3次元有限要素法(HFSS Ver5.4)を用いて電極上の電界分布を用いて計算した。図7に示すように構造の対称性を利用して半分の領域で解析した。電界分布は図8

図4 電極上の電圧分布

に示した。共振電極に大きな電界が発生してい ることが確認できる。

また、二つの光導波路の位相差が π となる電圧、 半波長電圧 $V\pi$ は(8)式で算出でき、設計値とし て12.2Vとなる。ただし、光の波長として1.55 μ m を使用する。







4 試作結果

前節の設計をもとに、試作・評価を行った。



 ϕ が最大となる電極の長さ x_m =0.19 λ_m 、 x_s =0.12 λ_s と伝搬定数 γ_m 、 γ_s の設計より、変調電極 L_1 (=2× x_m)=3.250 [mm]、スタブ L_2 (= x_s)=0.875 [mm] と した。進行波型光変調器では電極長が短くても 20mmということを考えると、非常に小型である と言える。

規格化誘導位相量の周波数特性について、設 計値と測定値を図9に示す。測定値では10.8GHz においてピークとなり、2.65であった。測定値で 約11GHzに落ち込みが見られるが、周波数特性 としては設計値と測定値は非常によい一致を見 た。ピーク周波数のずれは、設計と試作品との 伝搬定数、インピーダンスの差から生じたと考 えている。

なお、ピーク周波数でのVπは17.1Vであった。 設計値(12.2V)とのずれは、TEM近似で算出し た電界低減係数が、バッファ層や電極の厚みに より計算値とずれたと考えている。

伝搬定数などが設計値と実物との差があるこ とを考慮し、変調電極、スタブ電極の長さを設 計値よりもそれぞれ±5%、±10%変化させ、試 作・評価を行った。その評価結果を表1にまとめ る。表1より、スタブ電極を10%長くしたものが、 10.6GHzとピーク周波数のずれがあるものの、 ϕ と $V\pi$ はそれぞれ3.41、13.7Vの最大値が得られ た。 ϕ が設計よりも高くなったのは、ピーク周 波数のずれと同様に、伝搬定数、インピーダン





スのずれによる影響であると考えている。しか し、ピーク周波数のずれが設計値と測定値で大 きくはなく、規格化誘導位相量の周波数特性で は設計値と測定値は非常に良く一致していた。 以上の結果より、変調周波数が10GHzにおいて 本設計手法の有効性が確認できた。

5 結論

今回、従来に比べ変調効率が高く、小型で単

表1 変調電極とスタブの電極長を変化させ た時の特性表				
L ₁ [%]	L ₂ [%]	Peak Frequency [GHz]	V π [V]	ϕ
100	100	10.8	17.1	2.65
90	100	12.5	17.2	2.92
95	100	10.4	18.8	2.61
105	100	10.4	16.9	2.63
110	100	10.6	15.6	2.64
100	90	12.5	25.0	1.81
100	95	10.5	17.2	2.69
100	105	10.7	15.5	2.98
100	110	10.6	13.7	3.41

純な平面構造の共振型光変調器の検討を行った。 規格化誘導位相量が最大になる電極の組み合わ せを算出する設計方法の結果、変調周波数が 10GHzにおいて、変調電極が3.250mm、スタブ 0.875mmの設計となった。この光変調器を、試 作・評価した結果、規格化誘導位相量の周波数 特性が設計との整合が良く得られた。また、ピ ークでの規格化誘導位相量が3.41と、小型で、変 調効率が高い光変調器を示すことができた。今 後は、10GHz以外の変調周波数において設計・ 試作を行い、更なる高周波における本設計方法 の有効性を確認する。

参考文献

- H.Ogawa, Microwave and Millimeter-wave fiber optic technologies for subcarrier transmission systems, IEICE Trans. On Comm., E76-B, 1078-1090 (1993)
- **2** 及川哲,下津臣一,斉藤勉,佐々木雅英,川西哲也,井筒雅之, "60GHz 共振型 LiNbO₃ 光変調器の基礎検討", 住友大阪セメント Technical Report, pp14-17(2000)
- 3 佐々木雅英,デバシス ドーン,川西哲也,下津臣一,及川哲,井筒雅之,"60GHz帯共振型LiNbO₃光変調器", 電子情報通信学会総合大会,C-3-125(1999)
- 4 及川哲, 宮崎徳一, 川西哲也, 井筒雅之, "10GHz帯共振型LiNbO₃光変調器の検討", 電子情報通信学会総合 大会, C-3-15(200)
- 5 川西哲也,及川哲,并筒雅之,"平面構造共振型光変調器",電子情報通信学会技法,LQE2001-3(2001)
- **6** T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu, LiNbO3 resonant-type optical modulator with double-stub structure, Electron. Lett. 37, 1244-1246 (2001)
- 7 T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, M. Sasaki and M. Izutsu, Design of LiNbO3 optical modulator with an asymmetric resonant structure, IEICE Trans. Electron E85-C, 150-155 (2002)
- 8 西原浩,春名正光,栖原敏明,光集積回路,オーム社



加益哲也
基礎先端部門光情報技術グループ研究
員 博士(工学)
高速光変調技術の開発





没们 哲 基礎先端部門光情報技術グループ招聘 研究員

高速光変調技術の開発



まっま む るう **松尾善朗**

基礎先端部門光情報技術グループ専攻 研究員 高速光変調技術の開発



井筒雅芝 上席研究員 工学博士 光エレクトロニクス

